

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ET



Centre Universitaire D'El-oued  
Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin D'étude Pour L'obtention  
du Diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Option : Réseaux électriques

**THEME**

**Moteur Asynchrone Alimenté par onduleur à MLI  
Sinusoïdal**

**Proposé et dirigé par :**

- M: A.DJEBALI
- M : N.BESSOUS

**Réalisé par :**

- MOUSSAOUI HATEM
- BAHRI ADEY

Année universitaires : 2010 / 2011

# Remerciement

*Le plus grand merci tous d'abord revient à «Dieu» qui lui seul nous a guidé dans le bon sens durant du notre vie et qui nous a Donné le courage, la volonté et la force pour élaborer ce travail.*

*Mes remerciements les plus Distingué s'adressent à mon directeur de Thèse monsieur N. bessous qui a bien voulu accepter de participer à l'encadrement du Présent Mémoire et qui m'a Conseillé sans ménagement, pour contribuer à l'aboutissement et la réussite de ce travail.*

*J'exprime mes profonds remerciements et tous mes respects à monsieur chemsaAli et tous les enseignants du département d'électrotechnique*

*Nous remercions également aussi monsieur A. djebali qui nous a aidés.*

*Nous remercions toute personne ayant participée de près où de loin a la réussite de ce travail.*



*Adey et Hatem*



# Dédicace

*Je dédie ce modeste mémoire :*



*Aux chers parents, à mes frères, ma sœur, oncles et tantes*

*Je leur dédie tous ce travail à tout la famille BAHRI*

*Et toute la promo surtout mon meilleure ami et binôme HATEM*

*ADEY*





*Je dédie ce modeste mémoire :*



*Aux chers parents, à mes frères, ma sœur, oncles et tantes*

*Je leur dédie tous ce travail à tout la famille BAHRI*

*Et toute la promo surtout mon meilleure ami et binôme HATEM*

*ADEY*



# الإهداء

الحمد لله الذي تتم بنعمته الصالحات نهدى هذا العمل المتواضع  
إلى المغفور له بأذن الله تعالى

## بحري زكريا

راجين من الله عز وجل أن يتغمده برحمته ويسكنه فسيح جناته

- موساوي حاتم



# INTRODUCTION GENERALE

## CHAPITRE I: Généralités sur les moteur asynchrone

I.1) Introduction.....	4
I.2) Constitution de la machine asynchrone.....	5
I.3) Principe de fonctionnement.....	7
I.4) Le glissement.....	9
I.5) Vitesse de synchronisme.....	9
I.6) Schéma électrique équivalent.....	10
I.7) Moteur GE B20.....	11
I.8) Le choix de puissance du moteur asynchrone.....	11
I.9) conclusion.....	12

## CHAPITRE II: Etude et Modélisation (moteur+convertisseur)

II.1 ) Introduction.....	14
II.2 ) Les diodes.....	14
II.3 ) Les thyristors.....	15
II.4 ) Les redresseur.....	16
II.4.1) Les redresseurs non commandés.....	16
II.4.2) Les redressements commandés.....	20
II.4.2.1) Redresseur à thyristor simple.....	20
II.4.2.2) Charge (L ,R ,E).....	21
II.4.2.3) Charge (L ,R).....	24
II.5) Convertisseur de fréquence.....	26
II.6) Les onduleurs.....	28
II.6.1) Onduleur de courant.....	28
II.6.2) Onduleur de tension.....	28
II.6.3) Onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	29
II.6.3.1) Principe de MLI.....	30
II.6.3.2) Stratégie de MLI.....	30
II.6.3.3) Onduleur à trois niveaux à structure parallèle.....	31
II.7) Modélisation du moteur asynchrone.....	32
II.7.1) Hypothèses simplificatrices.....	32
II.7.2) Modèle électrique.....	33
II.7.3) Modèle dynamique.....	33
II.8) choix du référentiel.....	39
II.9) Conclusion.....	40

## CHAPITRE III: SIMULATION INTERPRETATIONS ET DES RESULTATS

III. 1) Introduction.....	42
III. 2) Simulation du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur.....	42
III. 2.1) Alimenté par onduleur à MLI sinusoïdal.....	42
a) Résultat de simulation.....	43
b) Interprétation des résultats.....	46
III. 3) Conclusion.....	47

## CONCLUSION GENERALE

## LISTE DES NOTIONS ET SYMBOLES

<i>SYMBOLE</i>	<i>DESIGNATION</i>
<i>M</i>	L'INDICE DE MODULATION
<i>R</i>	LE COEFFICIENT DE REGLAGE
<i>AR</i>	AMPLITUDE DE REFERENCE
<i>AP</i>	AMPLITUDE DE PORTEUSE
<i>AC</i>	COURANT ALTERNATIF
<i>DC</i>	COURANT CONTINU
<i>FP</i>	LA FREQUENCE DE MODULATION
<i>MAS</i>	MACHINE ASYNCHRONE
<i>MCC</i>	MOTEUR A COURANT CONTINU
<i>MLI</i>	MODULATION DE LARGEUR D'IMPLOSION
<i>F.E.M</i>	FORCE ELECTROMOTRICE
<i>A,B,C</i>	INDICES DES PHASE STATORIQUES
<i>A,B,C</i>	INDICES DES PHASE ROTORIQUES
<i>S,R</i>	INDICES RELATIF AU STATOR ET ROTOR RESPECTIVEMENT
<i>D</i>	INDICE DE L'AXE DIRECT
<i>Q</i>	INDICE DE L'AXE QUADRATURE
<i>O</i>	Indice de l'axe homopolaire
<i>[VS]</i>	Vecteur tension statorique
<i>[VR]</i>	Vecteur tension rotorique
<i>[IS]</i>	Vecteur courant statorique
<i>[IR]</i>	Vecteur courant rotorique
<i>[ΨS]</i>	Vecteur flux statorique
<i>[ΨR]</i>	Vecteur flux rotorique
<i>P</i>	nombre de paires de pôles

$\omega$	pulsation du rotor (en rd/s)
$\omega_S$	PULSATION DE SYNCHRONISME(EN RD/S)
$\omega_A$	LA VITESSE ANGULAIRE DU SYSTEME D'AXE (D,Q) PAR RAPPORT AU SYSTEME D'AXES TRIPHASE STAT
$\omega_R$	PULSATION DE GLISSEMENT
$\Omega$	VITESSE DE ROTATION MECANIQUE
$\theta$	LA POSITION ANGULAIRE DU ROTOR PAR RAPPORT AU STATOR
$\theta_S$	LA ANGLE ELECTRIQUE ENTRE A ET D
$\theta_R$	LA ANGLE ELECTRIQUE ENTRE A ET A
$L_M$	INDUCTANCE CYCLIQUE MUTUELLE ENTRE LE STATOR ET LE ROTOR
$L_S$	INDUCTANCE CYCLIQUE DU STATOR
$L_R$	INDUCTANCE CYCLIQUE DU ROTOR
$M_S$	INDUCTANCE CYCLIQUE ENTRE DEUS PHASES STATORIQUES
$M_R$	INDUCTANCE CYCLIQUE ENTRE DEUS PHASES ROTORIQUES
$M_{SR}$	INDUCTANCE MUTUELLE DU COUPLAGE STATOR ROTOR
$J$	MOMENT D'INERTIE DES MASSES TOURNANTES
$F$	COEFFICIENT DE FROTTEMENT VISQUEUX
$R_S$	Résistance statorique
$R_R$	RESISTANCE ROTOTIQUE
$T_S$	CONSTANTE DU TEMPS STATORIQUE
$T_R$	CONSTANTE DU TEMPS ROTORIQUE
$V_{SD}$	TENSION STATORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (D)
$V_{SQ}$	TENSION STATORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (Q)
$V_{RD}$	TENSION ROTORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (D)
$V_{RQ}$	TENSION ROTORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (Q)
$I_{SD}$	COURANT STATORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (D)
$I_{SQ}$	COURANT STATORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (Q)
$I_{RD}$	COURANT ROTORIQUE INSTANTANEE DANS L'AXE (D)
$N$	VITESSE ROTORIQUE

<i>NS</i>	VITESSE SYNCHRONISME
<i>CE</i>	COUPLE ELECTROMAGNETIQUE
<i>CR</i>	COUPLE RESISTANT

<i>FIGURE</i>	<i>TITRE</i>	<i>PAGE</i>
<i>FIGURE. I-1</i>	VUE ECLATE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR A CAGE	5
<i>FIGURE. I-2</i>	LE STATOR	6
<i>FIGURE. I-3</i>	CAGE D'ECUREUIL	6
<i>FIGURE. I-4</i>	Rotor d'un moteur à cage d'écureuil	7
<i>FIGURE. I-5</i> <i>5-2</i>	Création d'un courant induit dans une spire en court-circuit	8
<i>FIGURE. I-6</i>	Les trois doigts de la main	8
<i>FIGURE. I-7</i>	Moteur asynchrone GE B20	11
<i>FIGURE. II-1</i>	Caractéristique idéale courant-tension d'une diode	14
<i>FIGURE. II-2</i>	Thyristor à structure p n p n	15
<i>FIGURE. II-3</i>	Système q- phases à q-diode	16
<i>FIGURE. II-4</i>	Tension moyenne de sortie	17
<i>FIGURE. II-5</i>	Courant de la diode D : pour q=3	18
<i>FIGURE. II-6</i>	Système q- phases à q-diode	19
<i>FIGURE. II-7</i>	Tension redressée	20
<i>FIGURE. II-8</i>	SYSTÈME TRIPHASÉ À TROIS THYRISTORS	21
<i>FIGURE. II-9</i>	$\Psi=\pi/3$ CAS D'UNE VALEUR MOYENNE DE TENSION DE SORTIE POSITIVE	21
<i>FIGURE. II-10</i>	$\Psi=\pi/2$ Cas d'une valeur moyenne de tension de sortie positive	22
<i>FIGURE. II -11</i>	$\Psi=2\pi/3$ CAS D'UNE VALEUR MOYENNE DE TENSION DE SORTIE POSITIVE	22
<i>FIGURE. II -12</i>	Cas : $\Psi=\pi/3$	23
<i>FIGURE. II -13</i>	Cas : $\Psi=\pi/2$	24
<i>FIGURE. II -14</i>	Cas : $\Psi=2\pi/3$	24

<i>FIGURE. II -15</i>	Cas $\Psi=30^\circ$ - blocage des thyristors par mise en condition du thyristor	25
<i>FIGURE. II -16</i>	CAS $\Psi=60^\circ$ - BLOCAGE SPONTANE DES THYRISTORS PAR ANNULATION DE COURANT DE MAIMLLE	26
<i>FIGURE. II -17</i>	CONVERTISSEUR A ACTION INDIRECTE	27
<i>FIGURE. II -18</i>	Variation de couple en fonction de la vitesse	27
<i>FIGURE. II -19</i>	Convertisseur avec onduleur de courant	28
<i>FIGURE. II-20</i>	Convertisseur avec onduleur de tension	29
<i>FIGURE. II-21</i>	Redresseur –onduleur de tension	29
<i>FIGURE. II-22</i>	Onduleur à MLI	30
<i>FIGURE. II-23</i>	Onduleur triphasé à trois niveaux à structure parallèle	31
<i>FIGURE. II-24</i>	Représentation des phases	32
<i>FIGURE. II-25</i>	Schéma équivalent de la machine asynchrone	33
<i>FIGURE. II-26</i>	Représentation schématique d'une machine asynchrone	34
<i>FIGURE. II -27</i>	Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée	37
<i>FIGURE. III-1</i>	Moteur asynchrone alimenté par onduleur à MLI sinusoïdal	42
<i>FIGURE. III-2</i>	La commande sinus-triangle	43
<i>FIGURE. III-3</i>	Les intervalles de conduction des interrupteurs	43
<i>FIGURE. III-4</i>	La tension simple	44
<i>FIGURE. III-5</i>	La tension composée	44
<i>FIGURE. III-6</i>	Les courants statoriques dans les trois phases	45
<i>FIGURE .III-7</i>	Le couple électromagnétique	45
	La vitesse	

## INTRODUCTION GENERALE

Le but essentiel des machines électriques est la transformation de l'énergie d'une forme dans une autre l'une au moins de ces formes étant électrique , pouvant être électrique ou mécanique.

Les machines électriques font intervenir comme éléments fondamentaux

-les courants électriques

-les champs mécaniques.

Le fonctionnement est basé sur les lois de l'électromagnétisme , qui ont été étudiées au cours d'électricité .

On peut classer les machines électriques en trois catégories principales

-machine asynchrone - machine synchrone - machine à courant continu .

Mais la machine la plus utilisée dans l'industrie machine asynchrone car il est peu coûteux , on la fabrique en grande série , il est robuste et son entretien est très limité , il est sûr

-son fonctionnement ne génère pas d'étincelles.

Grâce à ces développements , on peut commander les machines asynchrones par des onduleurs

Qui sont constitués de composants actifs et passifs mais l'objectif essentiel de nos études

Il faut savoir comment faire la commande ..... .

Dans notre étude on a proposé quelques techniques de commande de l'onduleur tel que : MLI sinusoïdal , et nous avons vérifié les réponses de l'ensemble onduleur-machine par la simulation à l'aide du logiciel *MATLAB/SIMULINK*.

.

# ***CHAPITRE I***

## **Généralités sur les moteurs asynchrones**

## **Chapitre I: Généralités sur les moteurs asynchrones**

### **I.1) Introduction :**

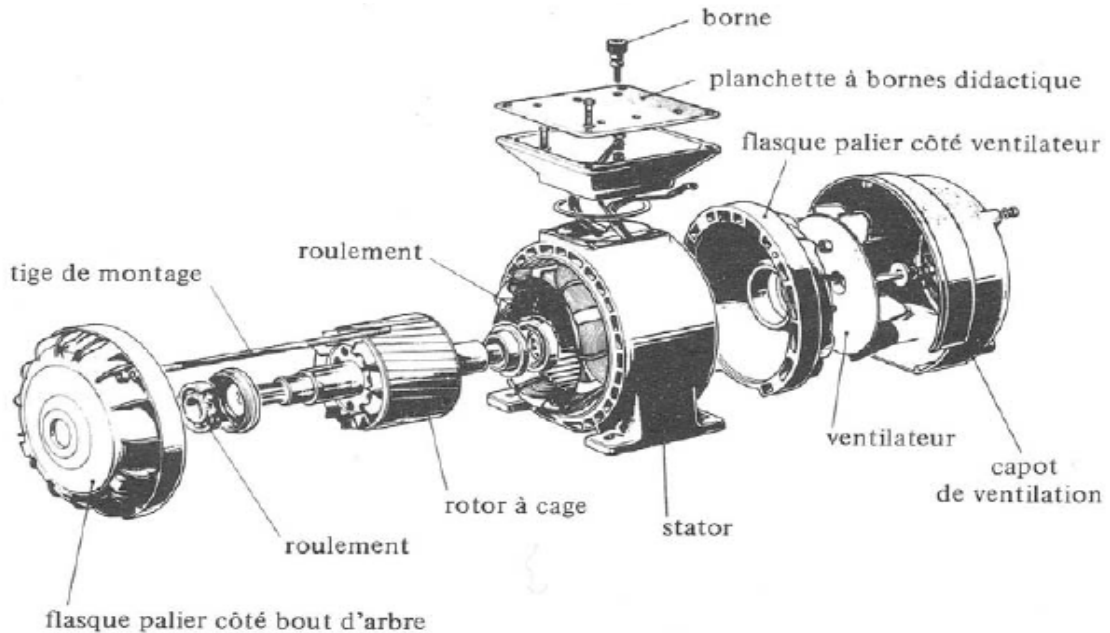
La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent [4].

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité.

Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances moindres et au couple de démarrage nul.

## I.2) Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :



**Fig. I-1 : vue éclatée d'un moteur asynchrone à rotor à cage**

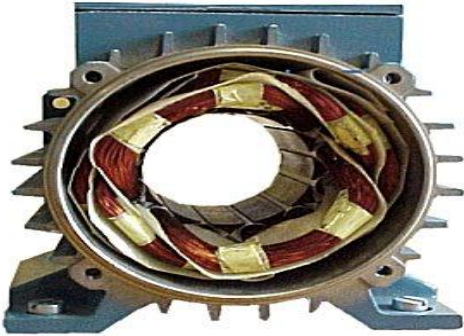
- **Le stator (partie fixe) :** constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- **Le rotor (partie tournante) :** constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- **Des organes mécaniques :** qui permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

**a).description du stator :** Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

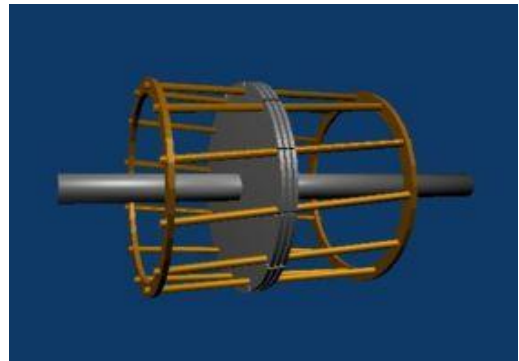
Le stator d'un moteur asynchrone comporte trois bobines identiques réparties uniformément sur la surface du stator. Elles sont décalées l'une par rapport à l'autre par  $120^\circ$ . (**Figure. I-2**) [4], [8].

**b).description du rotor :** C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces isolées entre elles et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur.

Cet élément, de par sa technologie, permet de distinguer deux familles de moteurs asynchrones : ceux dont le rotor est dit « à cage », et ceux dont le rotor bobiné est dit « à bagues ». (**Figure. I-3**) [4], [8].



**Figure. I-2 : Le stator**



**Figure. I-3 : Cage d'écureuil**

### **1. Rotor bobiné :**

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone.

On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux ; en effet les pertes rotor pendant la phase de démarrage valant approximativement  $\frac{1}{2} J\omega^2$  ne sont pas toujours supportées par les cages.

### **2. Rotor à cage :**

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil.

Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).



Fig. I-4 : Rotor d'un moteur à cage d'écureuil

### I.3) Principe de fonctionnement [3] :

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose sur la création d'un courant induit dans un conducteur lorsque celui-ci coupe les lignes de force d'un champ magnétique, d'où le nom de « moteur à induction ». L'action combinée de ce courant induit et du champ magnétique crée une force motrice sur le rotor du moteur.

Supposons une spire ABCD en court-circuit, située dans un champ magnétique B, et mobile autour d'un axe xy (voir fig. I.5). Si, par exemple, nous faisons tourner le champ magnétique dans le sens des aiguilles d'une montre, la spire est soumise à un flux variable et devient le siège d'une force électromotrice induite qui donne naissance à un courant induit  $i$  (loi de Faraday).

D'après la loi de Lenz, le sens du courant est tel qu'il s'oppose par son action électromagnétique à la cause qui lui a donné naissance. Chacun des deux conducteurs est donc soumis à une force F de Laplace (de Lorentz, pour les Anglo-saxons), de sens opposé à son déplacement relatif par rapport au champ inducteur.

La règle des trois doigts de la main droite (action du champ sur un courant, voir fig. I.6) permet de définir facilement le sens de la force F appliquée à chaque conducteur.

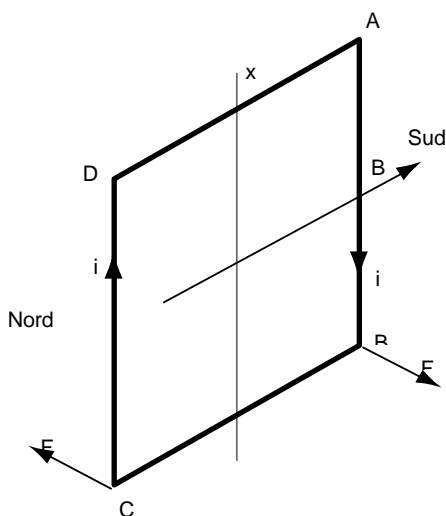


Fig. .I.5

Création d'un courant induit dans une spire en court-circuit.

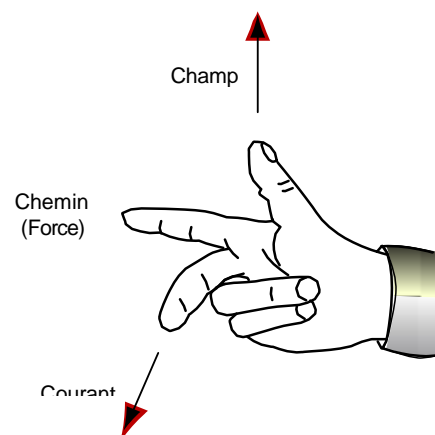


Fig. .I.6

Les trois doigts de la main droite pour trouver la direction de la force.

**Le pouce** est placé dans le sens du **champ de l'inducteur**. **L'index** indique le sens de la **force**. **Le majeur** est placé dans le sens du **courant induit**. La spire est donc soumise à un couple qui provoque sa rotation dans le même sens que le champ inducteur, appelé champ tournant. La spire se met donc en rotation et le couple électromoteur produit, équilibre le couple résistant.

Lorsqu'on alimente l'enroulement statorique par un courant alternatif triphasé, ce courant engendre un champ magnétique tournant avec une vitesse ( $N_s$ ), dont le sens de rotation dépend de l'alternance des phases. Ce champ induit dans les enroulements statorique et rotorique donne naissance à des forces électromotrices [4], [6].

$$E = 4,44 * \Phi * f_1 * k_{b1} * w_1 \quad (I-1)$$

$$E = 4,44 * \Phi * f_2 * k_{b2} * w_2 \quad (I-2)$$

Si l'enroulement rotorique est fermé, dans cet enroulement passe le courant rotorique  $I_2$ . D'après l'interaction de ce courant avec le champ magnétique tournant, apparaît le couple électromagnétique qui entraîne le rotor dans un mouvement de rotation avec la vitesse [4]

#### I.4) Glissement :

Le couple moteur ne peut exister que si un courant induit circule dans la spire. Ce couple est déterminé par le courant qui circule dans la spire et qui ne peut exister que s'il existe une variation de flux dans cette spire. Il faut donc qu'il y ait une différence de vitesse entre la spire et le champ tournant. C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé « moteur asynchrone ». La différence entre la vitesse de synchronisme ( $N_s$ ) et celle de la spire ( $N$ ) est appelée « glissement » ( $g$ ) et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme.

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \times 100$$

En fonctionnement, la fréquence du courant rotorique s'obtient en multipliant la fréquence d'alimentation par le glissement. Au démarrage la fréquence du courant rotorique est donc maximale.

Le glissement en régime établi est variable suivant la charge du moteur et selon le niveau de la tension d'alimentation qui lui est appliqué : il est d'autant plus faible que le moteur est peu chargé, et il augmente si le moteur est sous alimenté.

#### I.5) Vitesse de synchronisme :

La vitesse de synchronisme des moteurs asynchrones triphasés est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator.

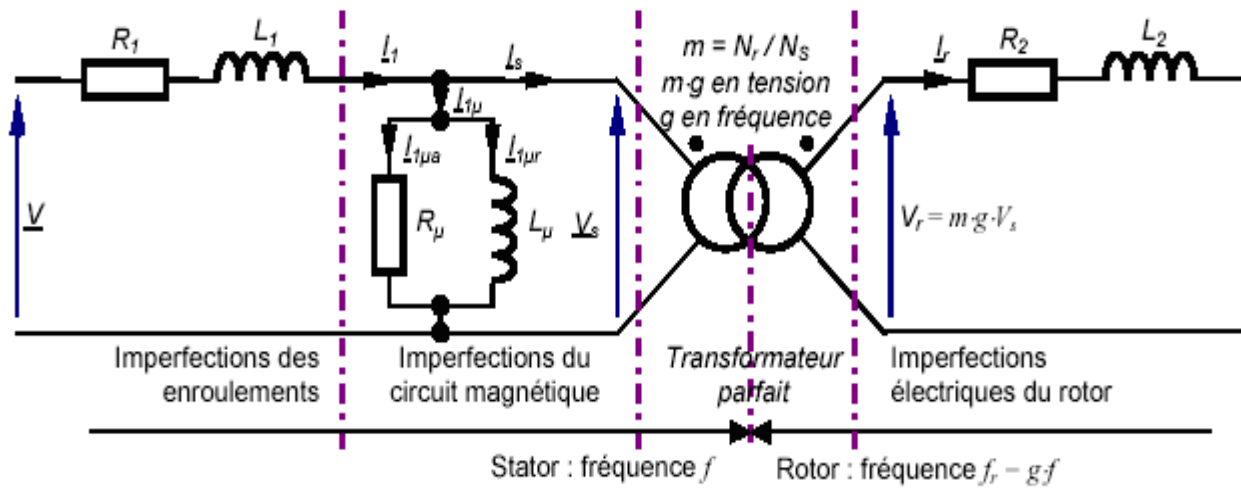
Par exemple :

Avec :

- $N_s$  : vitesse de synchronisme en tr/min
- $f$  : fréquence en Hz,
- $p$  : nombre de paires de pôles.
- 

#### I.6) Schéma électrique équivalent :

On peut considérer la machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement.



- Les grandeurs indicées par 1 ou 's' désignent le stator.
- Les grandeurs indicées par 2 ou 'r' désignent le rotor.

**Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone pour une phase**

z et

Du point de vue performances, ce moteur est semblable au moteur GE 752 'US2' (à excitation séparée à grand couple). La vitesse de ce moteur est contrôlée par la variation de la fréquence du courant statorique [1].

La figure (I.7) ci-dessous montre l'image réelle du moteur du top drive.



Fig. I.7 : Moteur asynchrone GE B20

### **I.8) Le choix de puissance du moteur asynchrone :**

Le choix judicieux de la puissance des moteurs a une grande importance. Il influe considérablement sur le coût d'investissement et le coût d'exploitation d'un appareil de forage. L'utilisation d'un moteur de puissance insuffisante peut perturber le fonctionnement du mécanisme d'entraînement, diminuer son rendement, provoquer des pannes, donc la mise hors service prématurée du moteur. D'autre part, l'utilisation de moteurs de puissance très grande diminue les indices économiques de l'installation et entraîne de grande perte d'énergie. Dans ce cas on doit choisir la puissance de notre moteur en partant de la nécessité d'assurer l'exécution d'un travail dans un régime normal et avec une surcharge mécanique admissible [4], [8].

### **I.9) Conclusion :**

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus répandu et le plus utilisé dans l'industrie. Ce moteur fiable, robuste, peu encombrant requiert peu d'entretien. Cela justifie son succès.

# ***CHAPITRE I I***

**Etude et  
Modélisation(moteur+convertisseurs)**

## Chapitre II: Etude et Modélisation(Moteur+convertisseur)

### II.1) Introduction :

Le développement actuel de l'électronique de puissance a permis l'emploi des moteurs synchrone et asynchrone avec une maniabilité telle qu'on peut se rapprocher de celle des moteurs à courant continu avec des performances proches et à moindre coût et un encombrement réduit. Grâce à ces développements, on peut avoir des systèmes de commande de haute performance

Pour l'étude de la commande des moteurs à induction par des convertisseurs nous donnons un aperçu sur les différents composants électroniques.

### II.2) Les diodes :

Une diode est un interrupteur statique qui laisse passer le courant dans un seul sens, appelé direct, et qui s'oppose à son passage dans le sens inverse. La diode est considérée comme parfaite si sa résistance interne est nulle dans le sens passant du courant et infinie dans le sens contraire. Son ouverture ou sa fermeture ne dépend que des conditions électriques du circuit dans lequel elle est placée. La figure (II.1) représente la caractéristique courant, tension instantanée  $i(u)$ .

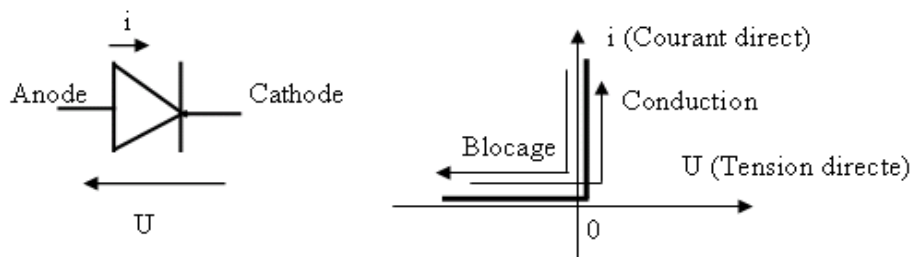


Fig. II.1: caractéristique idéale courant-tension d'une diode

Si  $U$  est la tension appliquée entre l'anode et la cathode, comptée positivement lorsque l'anode est à un potentiel supérieur à la cathode, et si le courant  $i$  est compté positivement lorsqu'il circule de l'anode vers la cathode, on a:

- Fermeture : apparition d'un potentiel positif de l'anode par rapport à la cathode et entrée en conduction.
- Ouverture : passage par zéro du courant et application d'un potentiel négatif sur l'anode.

Les diodes réelles ne présentent pas les caractéristiques idéales précédentes. Essentiellement la résistance interne n'est ni nulle ni infinie, il existe une limite au courant débité et à la tension appliquée.

La tension inverse maximale supportée est un paramètre essentiel dans le choix d'une diode, bien que la condition de blocage  $U$  négatif soit vérifiée, la diode peut devenir conductrice si le gradient de potentiel est trop intense, dans ce cas la diode est détruite.

Les caractéristiques réelles dépendent de la constitution physique des dispositifs. On peut classer les diodes en trois grandes catégories: les diodes thermoélectroniques à vide, les diodes à gaz ionisé et les diodes à semi-conducteur.

Les très faibles tensions inverses supportées par les deux premières catégories de diode, les ont fait abandonnées au profit des diodes à jonction d'abord au germanium puis maintenant au silicium.

### II.3) Les thyristors :

Le thyristor est un semi-conducteur formé de trois jonctions réalisées par un empilement de silicium dopé successivement  $p, n, p, n$ , soit quatre couches (fig. II.2).

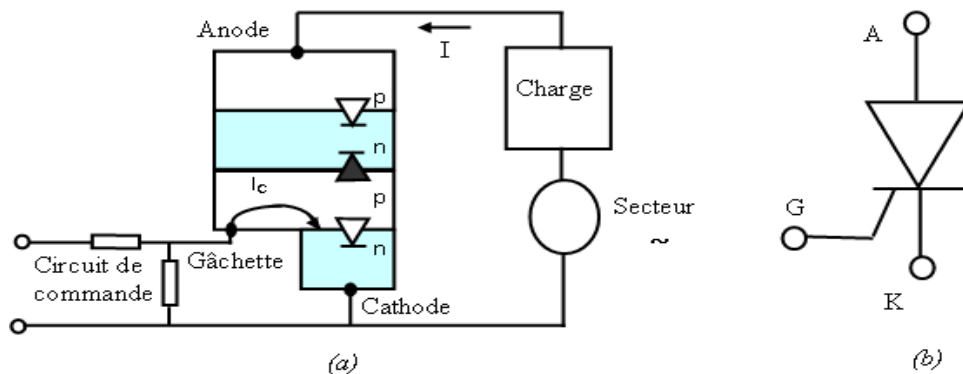


Fig. II.2: Thyristor à structure  $pnpn$ .  
 (a) Schéma de principe et commande de puissance en alternatif  
 (b) Symbole

Les couches extrêmes constituent l'anode et la cathode. Lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode ( $U_{AC} > 0$ ), l'électrode de commande appelée gâchette ou grille, est fixée sur la zone  $p$  intermédiaire (commande dite de cathode), mais il existe des thyristors où la commande s'effectue sur la zone  $n$  (commande dite d'anode, plus rare). Elle permet l'amorçage du thyristor grâce à l'envoi d'une impulsion positive de courant entre gâchette et cathode, qui fait effondrer la barrière de potentiel de la jonction de commande et le thyristor devient conducteur. L'extinction du courant est réalisée dès le passage par zéro de ce dernier, à condition que la tension entre anode et cathode soit négative ( $U_{AC} < 0$ ) immédiatement après le blocage du thyristor et ceci pendant un certain laps de temps: 10 à 200  $\mu s$ , selon le type de thyristor.

Le principal avantage du thyristor est qu'il peut convertir et contrôler des systèmes de fortes puissances, aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu, tout en utilisant une très faible puissance de commande.

### II.4) Les redresseurs :

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les

convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif continu. Ils sont alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu, le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de sources continues alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

#### II.4.1) Le redressement non commandé :

Ce type de redresseur permet d'obtenir en sortie une tension redressée dont la valeur moyenne est fixée (non réglable). Ce dispositif est réalisé à partir de diodes.

#### Structures de base :

##### a. Obtention d'une tension redressée positive :

Considérons un système q-phasé de tensions ( $V_1, V_2, \dots, V_q$ ) sinusoïdales, de valeur efficace  $V$ , déphasées de proche en proche de  $\frac{2\pi}{q}$  et de pulsation  $\omega$ .

Appliquons ce système à q diodes disposées de la façon suivante :

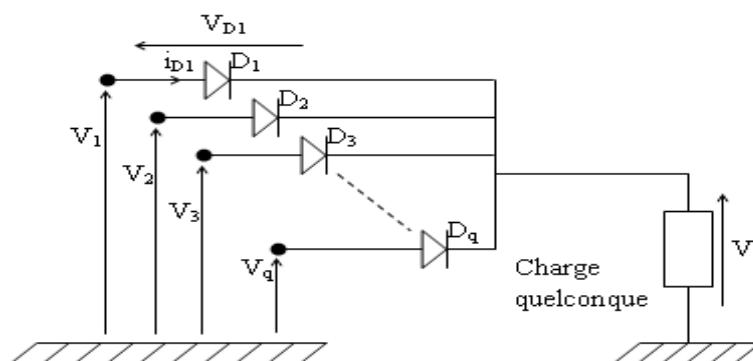


Fig. II.3 : système q-phasé à q diodes

- Une seule diode peut conduire à la fois, sinon cela imposerait une tension instantanée identique sur deux phases ce qui est impossible. La diode qui conduit, à une instants  $t$  donnée, est celle qui a le potentiel d'anode le plus élevé (ce qui impose une tension négative aux bornes des autres diodes qui, ainsi sont bloquées).

La tension est alors la différence entre la tension de la phase ( $i$ ) et celle de la phase qui conduit (là où la diode est passante).

La figure ci-dessous représente la tension moyenne de sortie dans le cas d'un montage parallèle à trois diodes.

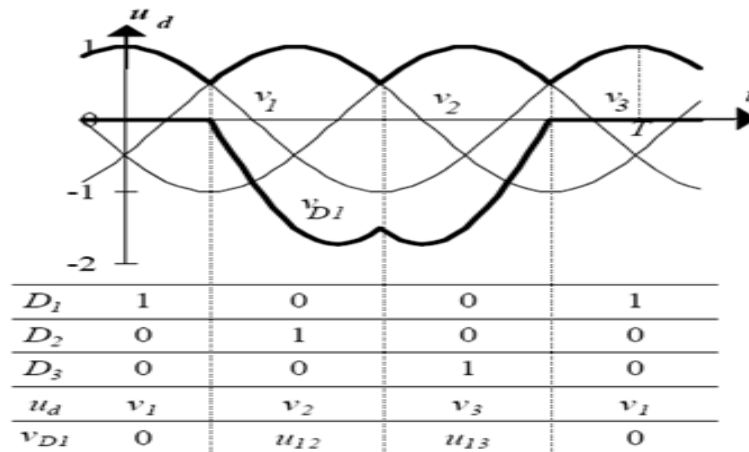


Fig. II. 4 : Tension moyenne de sortie.

La tension moyenne de sortie est alors donnée par :

$$U_s = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{q}} V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \theta \cdot d\theta$$

Si on utilise le fait que la période du signal redressé est celle des tensions d'entrée divisée par q et si on raisonne sur la première de ces périodes, on raisonne alors en angle et non en temps car c'est plus commode.

On a donc :

$$U_s = \frac{q}{\pi} \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

- Le facteur d'ondulation est défini par :

$$K = \frac{U_{s \max} - U_{s \min}}{2 \cdot U_s}$$

$$K = \frac{V \cdot \sqrt{2} - V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{q}\right)}{2 \cdot \frac{q}{\pi} \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}$$

Soit :

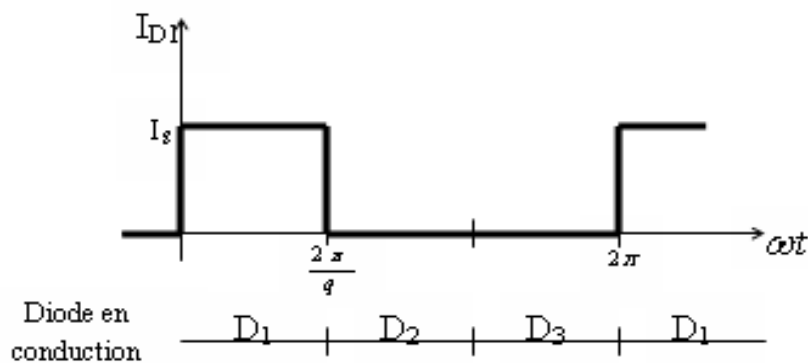
$$K = \frac{\pi}{2 \cdot q} \cdot \frac{\left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{q}\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{q}\right)}$$

A titre d'exemple, on donne ce coefficient pour plusieurs nombres de phases

q	2	3	4	6	12
K	0.79	0.3	0.16	0.07	0.017

L'ondulation de tension diminue quand on augmente le nombre de phases.

- Si on considère que le courant dans la charge est parfaitement continu de valeur  $I_s$ , alors, le courant dans chaque diode aura une allure de créneau, de valeur  $I_s$  lorsque la diode conduit (un tiers du temps en triphasé) et nulle quand la diode est bloquée (les deux tiers de la période en triphasé).



Le cour

ir efficace

est  $\frac{I_s}{\sqrt{q}}$  :

Fig. II.5 : courant dans la diode  $D_1$  pour  $q=3$

La tension inverse maximale aux bornes de la diode est :

$$V_{d \max} = 2.V.\sqrt{2} \quad \text{Quand } q \text{ est pair}$$

$$V_{d \max} = 2.\cos\left(\frac{\pi}{2.q}\right).V.\sqrt{2} \quad \text{Quand } q \text{ est impair}$$

**b. Obtention d'une tension redressée négative :**

Considérons un système q-phasé de tensions ( $V_1, V_2, \dots, V_q$ ) sinusoïdales, déphasées de proche en proche de  $\frac{2\pi}{q}$ .

Appliquons ce système à q diodes disposées de la façon suivante:

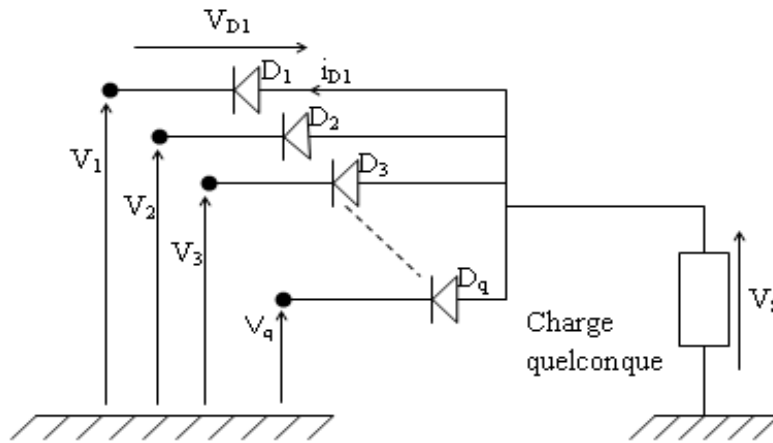


Fig.II.6 : système q-phasé à q diodes

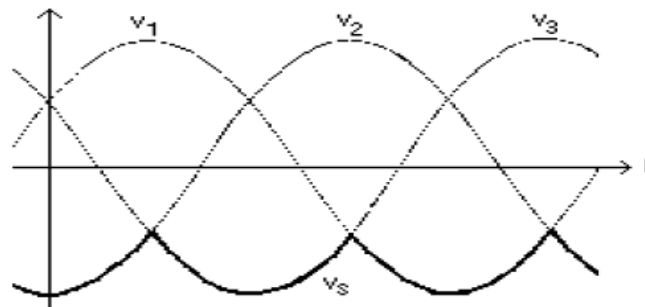
Une seule diode peut conduire à la fois, sinon cela imposerait une tension instantanée identique sur deux phases ce qui est impossible.

La diode qui conduit, à un instant  $t$  donné, est celle qui a le potentiel de cathode le plus faible (négatif), ce qui impose une tension négative aux bornes des autres diodes qui, ainsi sont bloquées.

Lorsque la diode (i) conduit, la tension à ses bornes est nulle alors que la tension appliquée à la charge est  $v_i$ .

Lorsque la diode (i) est bloquée, la tension à ses bornes est négative et la tension de sortie est successivement, par ordre de conduction, celle des autres phases. La tension est alors la différence entre la tension de la phase (i) et celle de la phase qui conduit (là où la diode est passante).

Globalement, on obtient bien une tension redressée  $v_s$  négative.



De la même façon qu

Fig.II.7 : Tension redressée

$$U_s = -\frac{q}{\pi} \cdot V \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

Le montage en pont ou parallèle double est obtenu par la combinaison des deux commutateurs à savoir : un plus positif et un plus négatif.

#### II.4.2 Le redressement commandé :

Comme pour les redresseurs à diodes, ces dispositifs permettent d'obtenir un courant continu dans la charge. Cependant, cette fois le niveau de tension moyenne de sortie sera réglable en fonction du signal de commande envoyé sur les thyristors. On constate que la tension de sortie peut être fortement ondulée. Il est alors important de lisser le courant destiné à la charge.

### II.4.2.1 Redresseur à thyristor simple :

- Dans le cas du redresseur à thyristor, on va retarder la période de conduction de chaque interrupteur d'un angle  $\psi$ , identique pour tous, le blocage étant assuré par la mise en conduction du suivant.  $\psi$  est appelé angle de retard à l'amorçage.
- On raisonne directement sur un dispositif triphasé simple, ce qui conduit à la structure suivante:

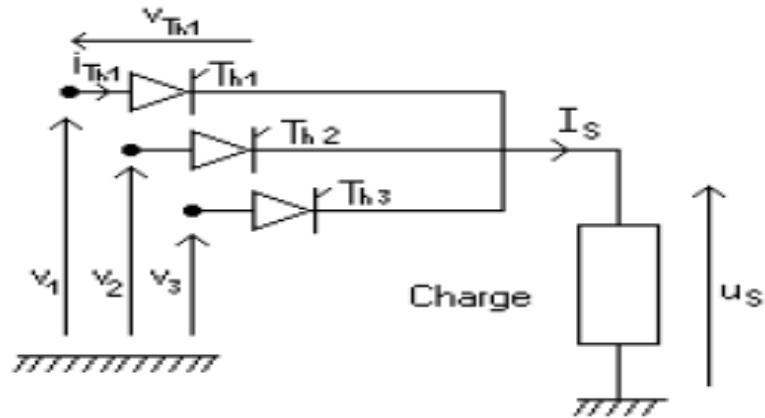


Fig.II.8 : système triphasé à 3 thyristors

- On considère deux types de charges :
  - celles pour lesquelles la tension  $U_s$  peut changer de signe (cette fois, la tension  $u_s$  est fortement ondulée). Il s'agit typiquement de charge (R, L, E) avec E pouvant changer de signe comme dans le cas d'une machine à courant continu avec une inductance de lissage par exemple (on suppose toujours que  $I_s$  est continu et bien entendu toujours de même sens, puisque les interrupteurs ne sont pas réversibles).
  - celles pour lesquelles la tension à leurs bornes, compte tenu du sens de courant imposé, ne peut être que positive ou nulle. C'est le cas des charges de type (R, L).

### II.4.2.2 Charges de type (R, L, E) :

Nous allons présenter la tension de sortie pour différentes valeurs de  $\psi$ .

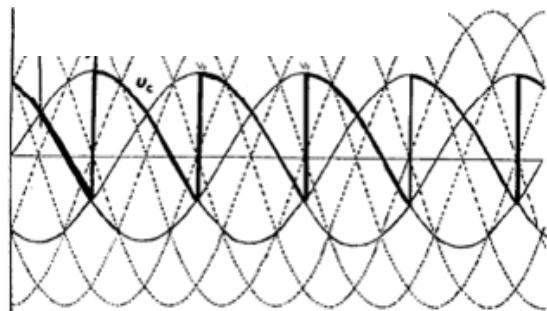


Fig.II.9 :  $\psi = \frac{\pi}{3}$ , cas d'une valeur moyenne de tension de sortie positive.

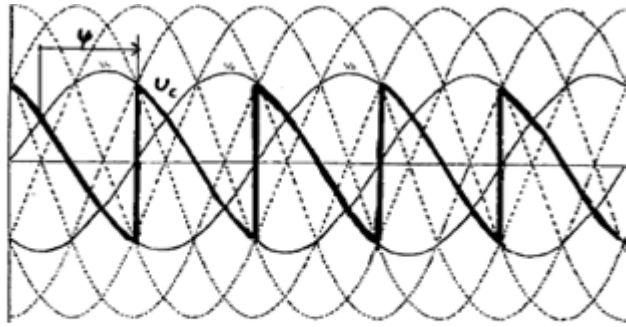


Fig. II.10 :  $\psi = \frac{\pi}{2}$ , cas d'une valeur moyenne de tension de sortie

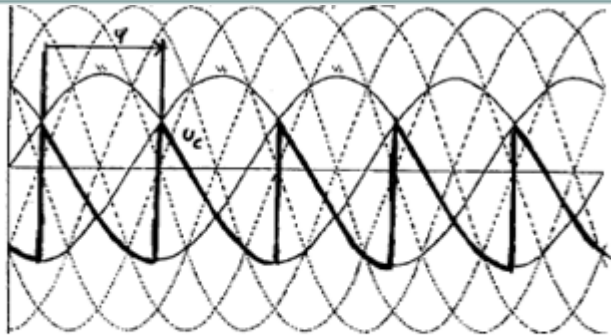


Fig. II.11 :  $\psi = \frac{2\pi}{3}$ , cas d'une valeur moyenne de tension de sortie

- On peut calculer la valeur de la tension moyenne de sortie (on se place dans le cas général de q phases).

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \cdot \int_{\psi - \frac{\pi}{q}}^{\psi + \frac{\pi}{q}} V \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \theta \cdot d\theta$$

Soit :

$$U_c = \frac{q \cdot V \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cdot \cos \varphi$$

Cette fois,  $U_s$  dépend de  $\psi$  qui est fixé par la commande. On peut donc bien régler la tension moyenne de sortie.

On vérifie au passage que  $U_c$  est nulle pour un retard à l'amorçage de  $90^\circ$ .

- Pour que ce montage fonctionne, il faut veiller à respecter certaines contraintes sur les thyristors :

- La durée de conduction d'un thyristor est de même durée que celle de la diode qu'il a remplacée mais retardée de  $\psi$ .

A cet instant, il faut que la tension aux bornes du thyristor soit positive, pour que l'envoi, par la commande d'une impulsion de courant dans la gâchette provoque la mise en conduction. Le thyristor conduit alors pendant le tiers de la période des tensions triphasées d'entrée.

- Il se bloque suite à la mise en conduction du thyristor suivant. Mais il faut faire attention que ce dernier soit alors polarisé suffisamment longtemps en inverse

(durée supérieure à  $t_q$ ) pour éviter qu'il ne se réamorce spontanément. Nous verrons que cela limite la valeur maximale de retard à l'amorçage à  $150^\circ$ .

• Pour mieux nous représenter ces différents problèmes liés à la tension aux bornes du thyristor, nous allons la représenter pour différentes valeurs de  $\psi$ .

Le relevé de la tension aux bornes d'un thyristor sert expérimentalement à estimer la valeur de retard à l'amorçage (on remarquera particulièrement l'intervalle angulaire  $\psi$  pour lequel la tension est positive, juste avant la mise en conduction).

Les figures suivantes représentent les tensions aux bornes du thyristor pour différentes valeurs de  $\psi$ .

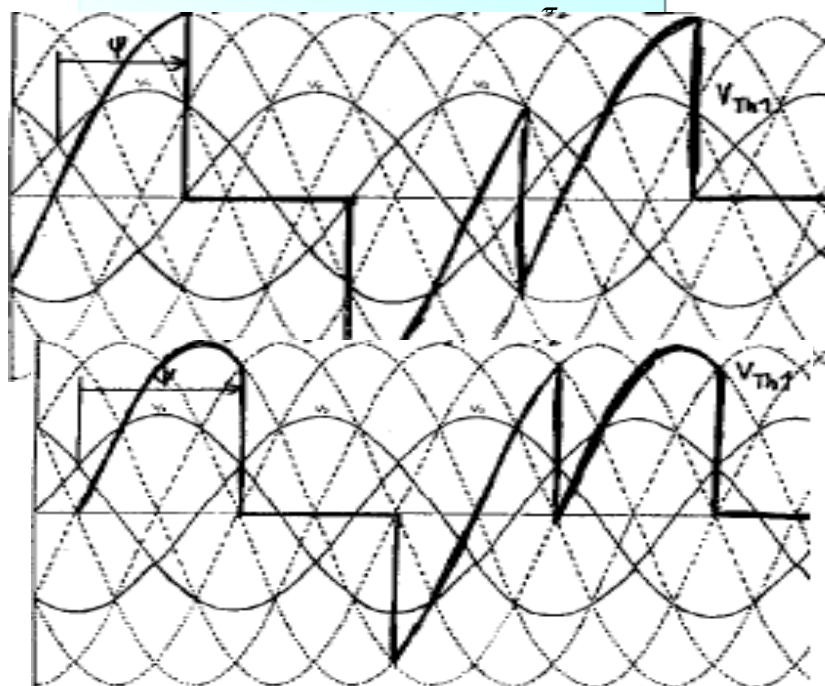
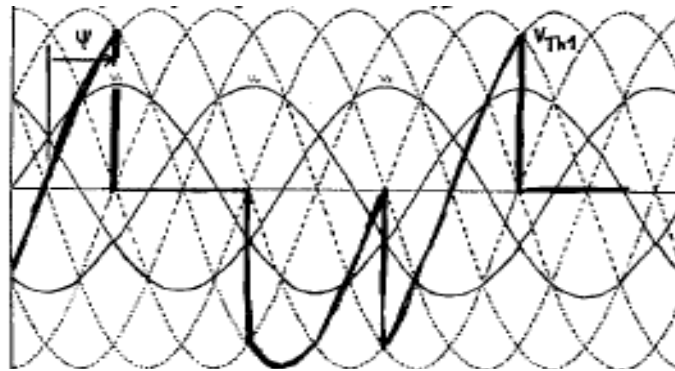


Fig. II.14 : Cas où  $\psi = \frac{2\pi}{3}$

- Nous venons de représenter la tension aux bornes du thyristor. Le courant qui traverse le composant vaut  $I_S$  quand la tension  $V_{TH}$  est nulle. Autrement, le courant est nul. Il est retardé de  $\psi$  par rapport au cas des diodes.

- Quand la tension moyenne de sortie devient négative (le courant ayant gardé le même sens), le sens de parcours de l'énergie a changé de sens. C'est désormais la charge qui fournit l'énergie à la source. On dit que le système fonctionne en onduleur. On comprend bien que si la charge est passive, ce fonctionnement ne sera pas possible. C'est ce qui explique la particularité du cas suivant.

#### II.4.2.3 Charges de type (R, L) :

- le cas le plus simple c'est celui d'une charge purement résistive. On ne peut plus considérer le courant comme continu puisque rien dans la charge, ne peut assurer le lissage du courant.

Le courant va suivre les mêmes évolutions que la tension de sortie. Par conséquent, si la tension de sortie tend à changer de signe, il faut que le courant change lui aussi de sens, ce qui est impossible. En fait, dès que la tension s'annule, le thyristor va se bloquer spontanément avant la fin de sa période de conduction prévue. Ce cas de figure ne se présente que pour des valeurs particulières de  $\psi$  (ces valeurs seront un peu plus importantes si la charge comporte une inductance, puisque celle ci va atténuer les évolutions du courant et donc retarder l'annulation de ce dernier par rapport à l'annulation de tension).

- Tant que  $\psi$  reste inférieur à  $\frac{\pi}{6}$ , la tension instantanée  $U_S$  reste toujours positive, donc le courant aussi. Le thyristor ne se bloque pas spontanément et le fonctionnement est identique au cas du paragraphe précédent.

Dès que  $\psi$  prend des valeurs supérieures à  $\frac{\pi}{6}$ , tension et courant restent nulles quand la tension de sortie s'annule. Le thyristor s'est bloqué spontanément. La source alternative et la charge continue sont alors déconnectées et la tension aux bornes de la charge résistive est nulle.

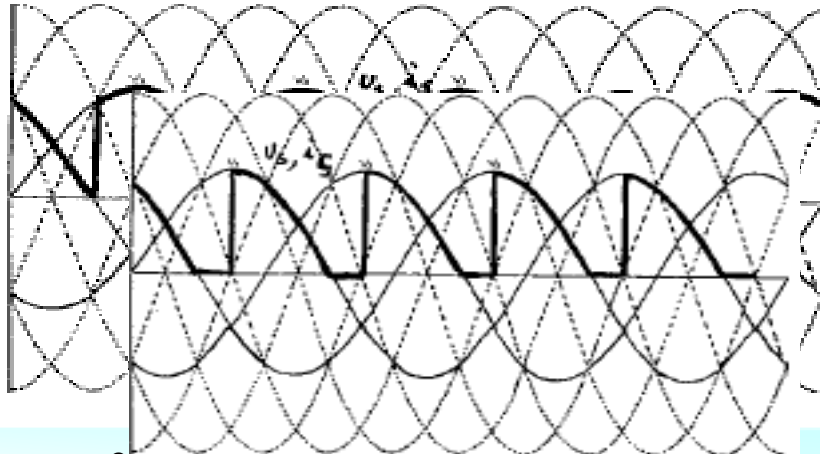


Fig. II.15 : Cas ou  $\psi = 30^\circ$  - blocage des thyristors par mise en conduction du suivant.

Fig. II.16 : Cas ou  $\psi = 60^\circ$  - blocage spontané des thyristors par annulation de courant dans sa maille.

On aurait pu, comme pour les diodes, traiter le cas du redresseur simple avec des thyristors en sens inverse (systèmes qui conduisent à une tension redressée négative quand le retard à l'amorçage est nul). On serait alors arrivé, dans le cas d'une charge R, L, E à :

$$U_C = -\frac{q.V.\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) \cdot \cos\psi$$

Le redresseur parallèle double est formé de deux redresseurs simples, un plus positif et un plus négatif. Ce type de redresseur est celui utilisé pour l'alimentation de la top drive équipée d'un moteur à courant continu.

### II.5) Convertisseurs de fréquence :

Les principaux types de convertisseurs employés pour les moteurs asynchrones sont des convertisseurs à action directe et indirecte sur la fréquence. Dans notre cas, il s'agit de celui à action indirecte.

#### Convertisseur à action indirecte :

C'est la technique de passage par l'intermédiaire du continu, dans laquelle on utilise le montage redresseur, filtre et onduleur (Figure. II.17).

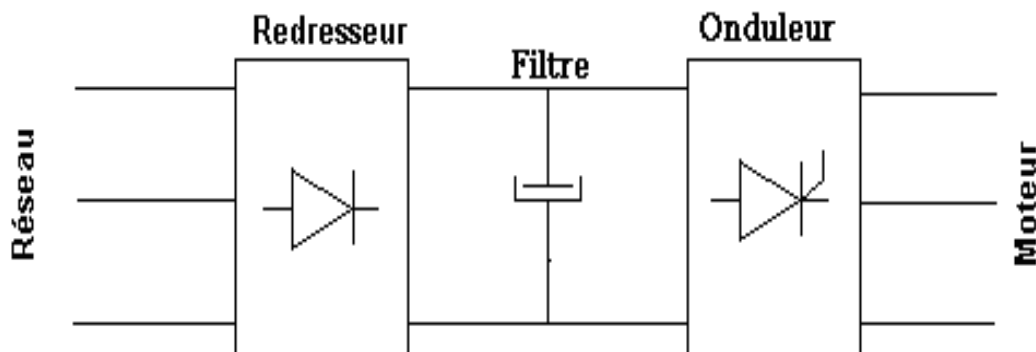
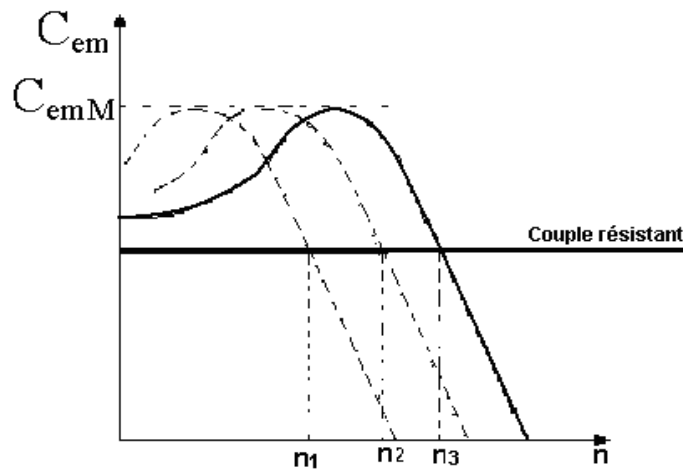


Fig. II.17: convertisseur à action indirecte

La figure (II.18), montre comment la vitesse du moteur varie, par action simultanée sur la fréquence et sur la tension statorique, avec conservation du rapport  $\frac{V}{f}$ .



*Fig. II.18 : Variation du couple en fonction de la vitesse du moteur*

Les systèmes d'entraînement utilisant l'ensemble redresseur - onduleur redressent la tension alternative du réseau et au moyen de l'onduleur retransforment la tension continue en une tension alternative à fréquence variable.

On distingue quatre types de montages :

- montage redresseur à diode alimentant sous tension constante un onduleur de tension,
- montage redresseur à diode alimentant sous tension constante un onduleur de courant,
- montage redresseur à thyristor alimentant sous tension variable un onduleur de tension,
- montage redresseur à thyristor alimentant sous tension variable un onduleur de courant.

## **II.6) Onduleurs :**

Pour le fonctionnement d'un onduleur il suffit d'avoir d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension.

L'onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.

### **II.6.1 Onduleur de courant :**

Lorsqu'il fonctionne en source de courant, le redresseur fournit un courant constant à l'onduleur ; une inductance de lissage  $L$  aide à maintenir le courant constant. La figure (II.19) représente un redresseur avec un ondulateur de courant.

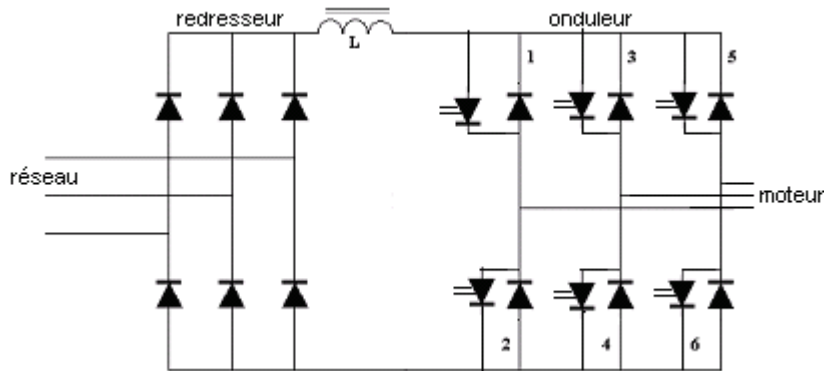
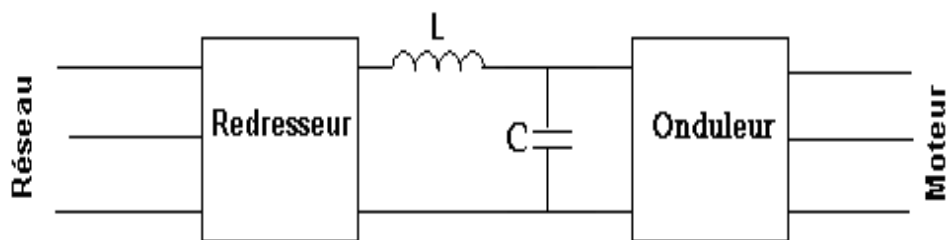


Fig. II.19 : convertisseur avec ondulateur de courant

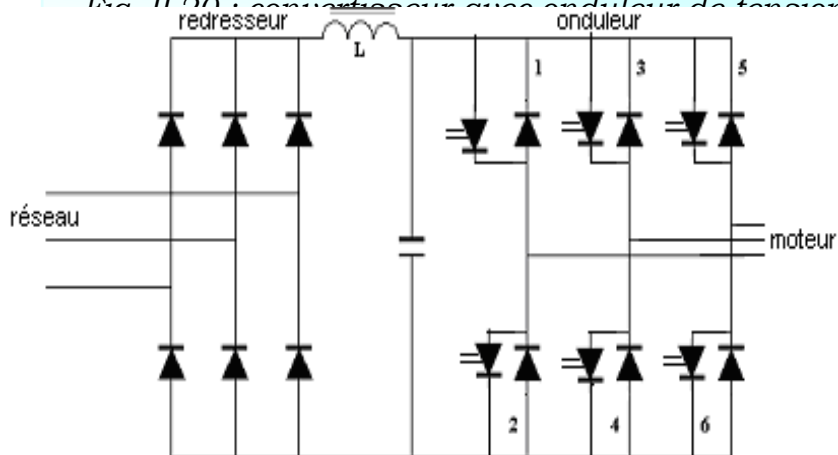
### II.6.2 Onduleur de tension :

Lorsqu'il fonctionne en source de tension, le redresseur fournit une tension constante à l'onduleur. La présence d'un condensateur dans le circuit de liaison aide alors à maintenir une tension constante à l'entrée de l'onduleur (Figure. II.20).



Pour réaliser des onduleurs destinés à alimenter une charge ordinaire à impédance très variable à partir d'un

Fig. II.20 : convertisseur avec ondulateur de tension



Les raisons sont multiples :

- le fonctionnement de l'onduleur de tension est fort affecté par les imperfections de la source continue, peu par celle de la charge. Pour l'onduleur de courant, c'est l'inverse.
- les deux onduleurs ne délivrent pas directement une tension de sortie sinusoïdale, donc il faut utiliser un filtre de sortie. Avec l'onduleur de tension on sait exactement ce qu'on a à filtrer (la tension à filtrer est imposée par la source continue). Avec l'onduleur de courant, la tension à filtrer dépend de la charge.

Donc, pour faciliter le filtrage de la tension de sortie et rendre son coût acceptable on utilise le plus souvent une modulation de largeur d'impulsion (MLI).

### II.6.3 Onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI :

Les onduleurs autonomes génèrent des tensions et des courants dont la composante harmonique est très élevée. Or, ces harmoniques de courant circulant dans les enroulements d'un moteur produisent des couples pulsatifs qui se superposent au couple moyen. Lorsque le moteur tourne à des vitesses relativement élevées, ces pulsations sont amorties par l'inertie mécanique. Cependant à basse vitesse, elles peuvent produire une variation considérable, ces fluctuations de couple sont inacceptables, surtout lorsque la vitesse faible doit être commandées avec une haute précision. Dans ce cas, un système d'entraînement utilisant un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) offre une solution intéressante.

#### II.6.3.1 Principe de la MLI :

Un redresseur à pont produit une tension dont la valeur filtrée apparaît à l'entrée de l'onduleur. Grâce aux signaux émis par l'unité de commande et d'allumage, l'onduleur génère une série d'impulsion de tension positive d'amplitude constante, suivie par une série d'impulsion semblable mais de signe contraire (Figure. II.22).

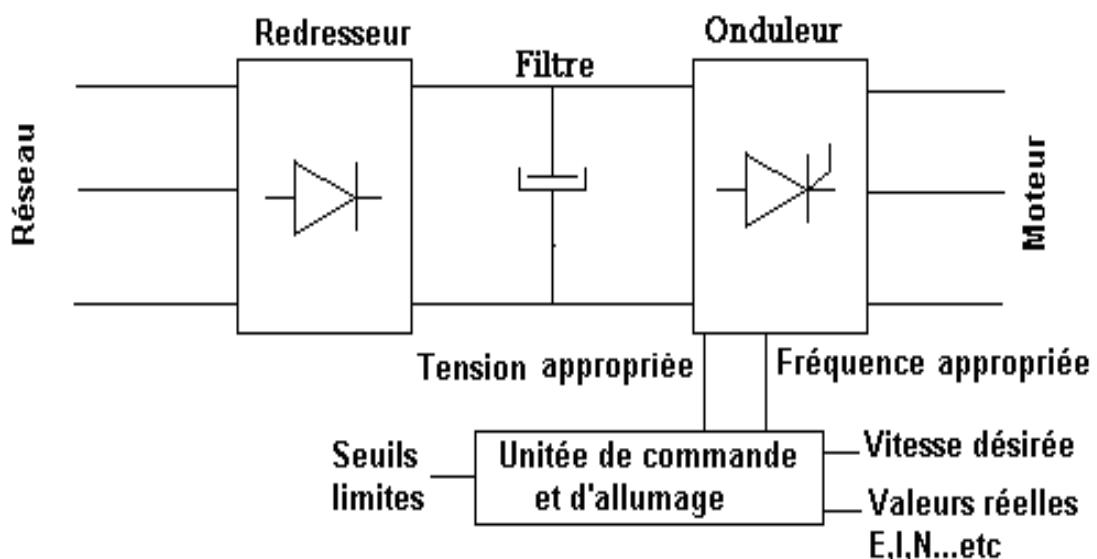


Fig. II.22 : onduleur à MLI

La largeur de ces impulsions et les intervalles qui les séparent est ajustée de telle sorte que la forme d'onde se rapproche d'une sinusoïde. En augmentant le nombre d'impulsion par alternance, on peut produire des fréquences aussi basses que désirées. Cependant, pour maintenir le flux constant, il faut alors réduire la largeur des impulsions afin que le nombre de volt-seconde par alternance reste le même. C'est ainsi que l'on peut commander la valeur et la fréquence de la tension alternative à partir d'une source de tension à courant continu strictement constante.

### II.6.3.2 Stratégie de la MLI :

Cette technique consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sorties et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La multiplication du nombre d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire un critère déterminé. La modulation de largeur d'impulsion permet de :

- ❖ repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage,
- ❖ faire varier la valeur fondamentale de la tension de sortie.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique.

### II.6.3.3 Onduleur à trois niveaux à structure parallèle :

La figure (II. 23) présente l'onduleur utilisé pour effectuer la commande du moteur asynchrone. C'est un onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Il est constitué de quatre paires thyristors (GTO)-diode par bras. Chaque bras est formé de deux cellules de commutation montées en parallèle et séparées par une bobine à point milieu.

Le rôle des bobines à point milieu  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  est de déterminer les potentiels respectivement aux points A, B et C qui sont les connexions de sortie de l'onduleur.

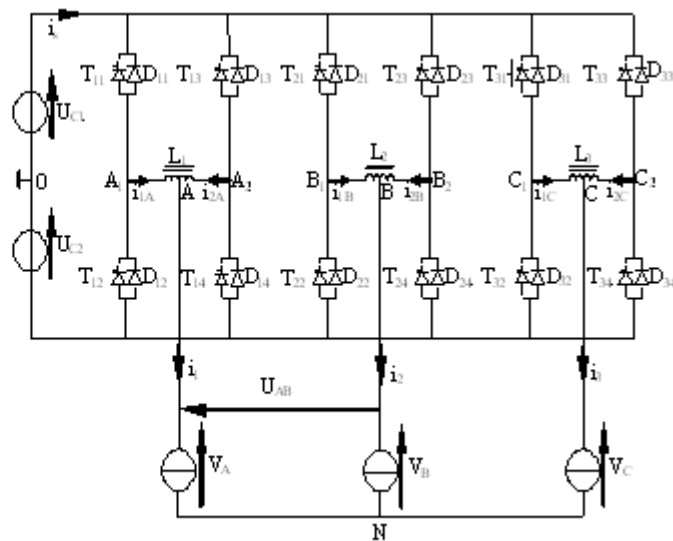


Fig. II.23 : onduleur triphasé à trois niveaux à structure parallèle

## II.7) Modélisation du moteur asynchrone :

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système. La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement comme la structure, les courants de Foucault...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes .car leur formulation mathématique est difficile et leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable .dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le moteur asynchrone (**Figure. II-24**) possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle est un système de six équations différentielles à coefficients variables en fonction du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour remédier à ce problème on utilise la transformation de **PARK** qui est un changement convenable .ceci permet de détourner cette difficulté [4],[7].

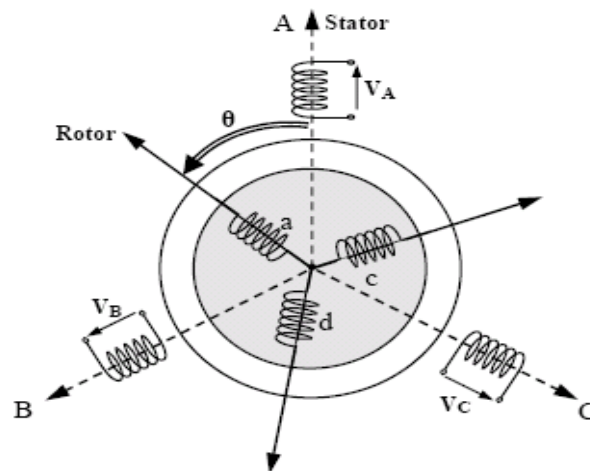


Figure. II-24: Représentation des phases statorique et rotorique du moteur asynchrone

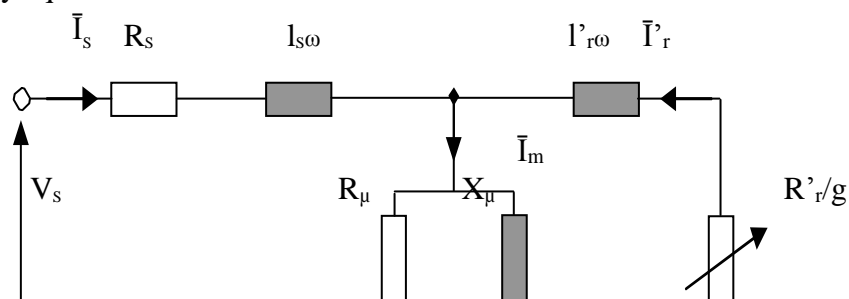
### II.7.1) Hypothèses simplificatrices:

Elle s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- Entrefer constant.
- Les courants homopolaires ne peuvent pas circuler (pas de neutre utilisé).
- Parfaite symétrie de construction.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

### II.7.2) Modèle électrique :

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la figure (II.25) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.



### II.7.3) Modèle dynamique :

Le circuit de la figure (II.25) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système où le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

#### . Mise en équations :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (II.26), et dont les phases sont repérées respectivement R, S, T et r, s, t. L'angle électrique  $\theta_r$  étant variable en fonction du temps, qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases R et r, qui sont choisis comme axes de références.

#### A- Equations de tension :

Les six enroulements (r, s, t et R, S, T) représentés par la figure (II.26), obéissent aux équations matricielles suivantes [2] :

Avec :

$$\begin{cases} [V_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \\ [V_s] = [V_R \ V_S \ V_T]^T; [V_r] = [V_r \ V_s \ V_t]^T; [I_s] = [I_R \ I_S \ I_T]^T \\ [I_r] = [I_r \ I_s \ I_t]^T; [\Phi_s] = [\Phi_R \ \Phi_S \ \Phi_T]^T; [I_s] = [\Phi_r \ \Phi_s \ \Phi_t]^T \end{cases} \quad (II.1)$$

I Fig. II.26 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

## B- Equation magnétique :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matériellement comme suit :

- Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II.2})$$

- Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II.3})$$

On désigne par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

On obtient finalement les équations de tensions :

- Pour le stator :

$$[V_{sRST}] = [R_s][i_{sRST}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sRST}] + [M_{sr}][i_{rrst}] \} \quad (\text{II.6})$$

- Et pour le rotor :

$$[V_{rrst}] = [R_r][i_{rrst}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rrst}] + [M_{rs}][i_{sRST}] \} \quad (\text{II.7})$$

On peut noter la non linéarité dans les équations (II.6) et (II.7), et pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park.

### ● Transformation d'un système triphasé à un système biphasé et Intérêt des matrices de transformation :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques

qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle.

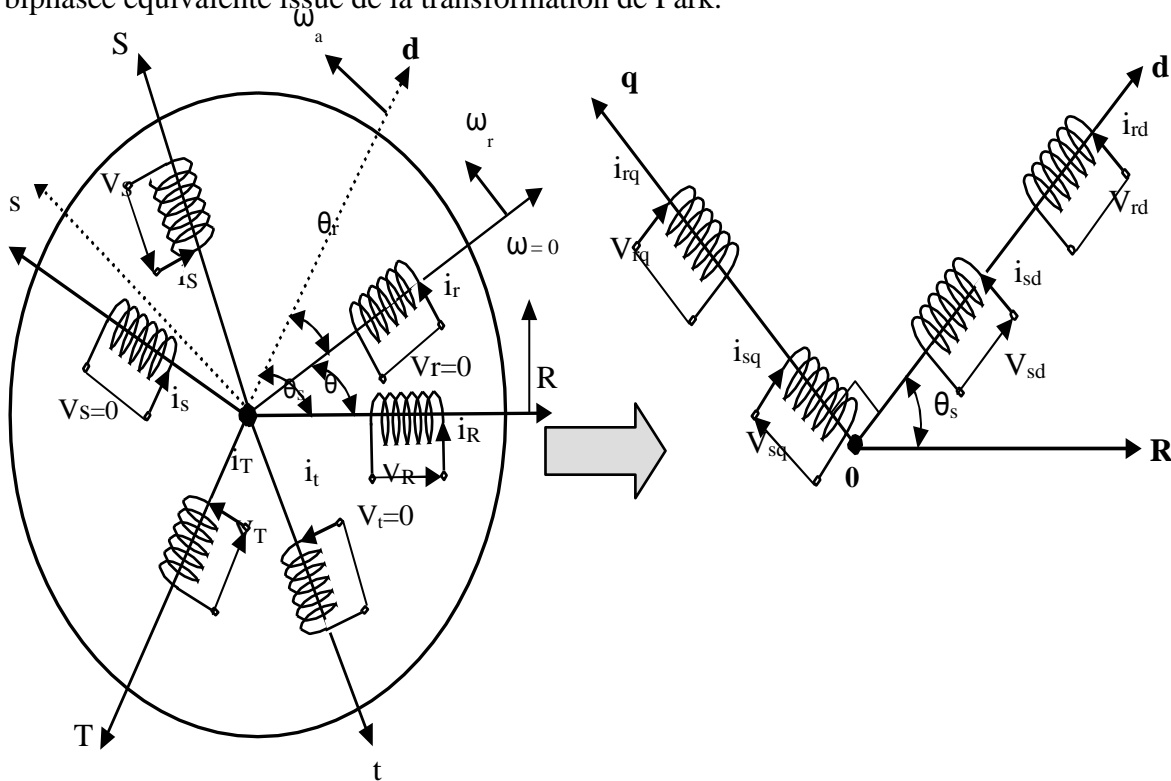
La transformation qu'on va utiliser est dite de **PARK**, elle traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) [4], [7]. La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (R, S, T) par deux enroulements l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [A][V_{RST}] \\ [i_{dq0}] = [A][i_{RST}] \\ [\Phi_{dq0}] = [A][\Phi_{RST}] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Où [A] est la matrice de PARK définie par :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La figure (II.27) illustre la schématisation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.



a) Modèle triphasé réel.

b) Modèle biphasé équivalent.

Fig. II.27 : représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente

A partir de la définition d'angle de la figure (II.27), on peut appliquer la transformation de Park comme suit :

➤ Pour le stator :

$$[H_{s\ dq0}] = [A_s][H_{s\ RST}] \quad (\text{II.10})$$

Où  $H_s$  est une grandeur statorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_s] = [A(\theta = \theta_s)].$$

➤ De même Pour le rotor on a :

$$[H_{r\ dq0}] = [A_r][H_{r\ RST}] \quad (\text{II.11})$$

Où  $H_r$  est une grandeur rotorique (tension, courant ou flux) pour :

$$[A_r] = [A(\theta = \theta_r)].$$

Les équations des tensions statiques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [4] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_a \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_a \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

De plus les composantes des flux statiques et rotoriques sont exprimées par

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

(II.14)

### C- Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega \quad (\text{II.15})$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad (\text{II.16})$$

## II.8 Choix du référentiel :

- L'utilisation de la transformation de Park. nécessite le choix d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum leurs expressions analytiques du modèle.
- a) Dans un référentiel lié au rotor: on a :  $\omega_a = \omega$
- b) Dans un référentiel lié au stator :  $\omega_a = 0$  et  $\omega_r = -\omega$
- c) Dans un référentiel lié au champ tournant : On a :  $\omega_a = \omega_s$

Dans notre cas nous allons choisir un référentiel lié au champ tournant car c'est le mieux adopté pour l'étude de la commande car il permet d'avoir des grandeurs continues en régime permanent.

## II.9 Conclusion :

Grâce au développement des convertisseurs statiques et des microprocesseurs, on assiste à un développement des variateurs de vitesse que l'on utilise pour la commande des actionneurs à induction.

En raison des exigences demandées à ces variateurs et actionneurs, il devient indispensable d'avoir recours à des stratégies de contrôle très élaborées.

La commande rapprochée des convertisseurs (contrôle direct des signaux de commande des semi-conducteurs) permet d'imposer les profils de tension et de courant permettant d'optimiser le fonctionnement de la machine, en éliminant le maximum d'harmoniques de rang faible pour éviter les oscillations de couple et de vitesse. Quand le moteur a une réactance de fuite élevée, l'association à un onduleur de tension est préférable, et quand il a une faible réactance, il convient d'utiliser un onduleur de courant. Ce dernier convient mieux pour les grandes puissances où la récupération d'énergie lors du freinage est demandée, en raison de sa réversibilité naturelle. Mais l'inconvénient de l'onduleur de courant est de créer à basse fréquence statorique des ondulations de couple d'amplitudes élevées. On peut remédier à cet inconvénient en provoquant un hachage des signaux de courant mais en raison des commutations non instantanées, la fréquence de ce hachage est très limitée et ne permet pas toujours de supprimer les harmoniques de rang faible. Par contre, la modulation de largeur d'impulsions avec suppression sélective des harmoniques est facilement réalisable sur un onduleur de tension. En conclusion, l'alimentation par un onduleur de tension MLI sera choisie pour les petites et moyennes puissances, alors que l'utilisation de l'onduleur de courant est réservée aux grandes puissances (à partir de 100 kW à quelques mégawatts).

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses

simplificatrices. L'application de la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

# ***CHAPITRE III***

Simulation et interprétations des résultats

## Chapitre III : Simulation et interprétations des résultats

### III. 1) Introduction

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : ATOSEC5, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK [5].

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse de commande MLI et la machine asynchrone par la simulation numérique à l'aide de **SIMULINK**.

### III.2) Simulation du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur :

#### III. 2.1) Alimenté par onduleur à MLI sinusoïdal

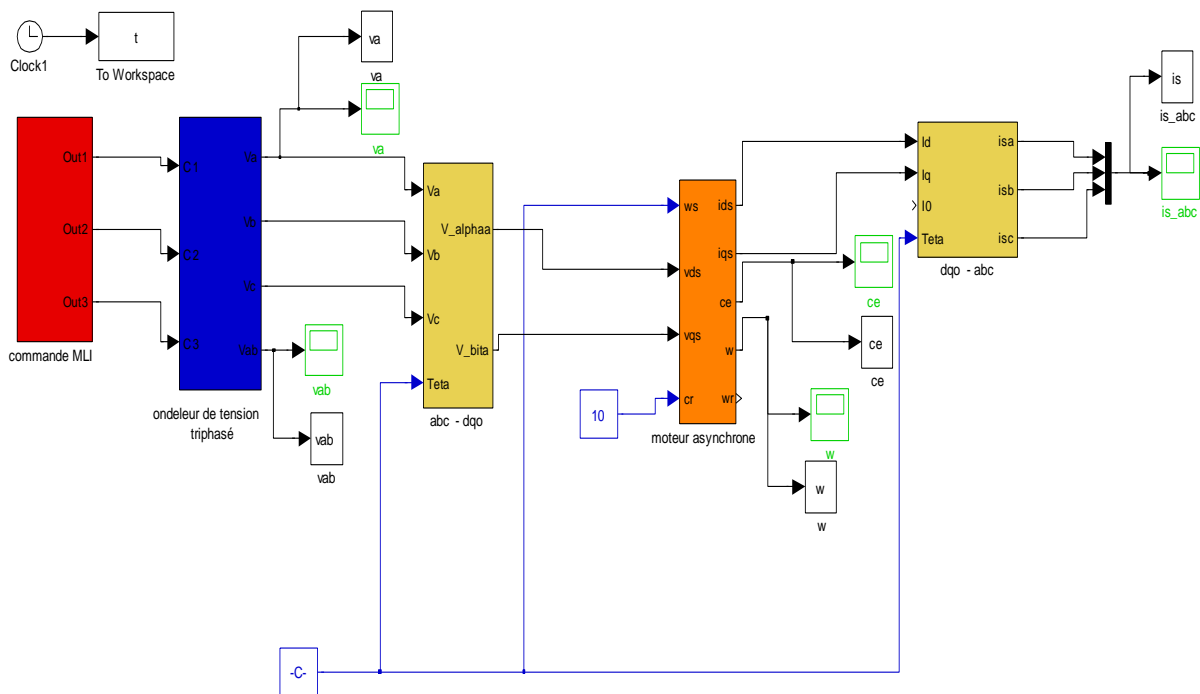
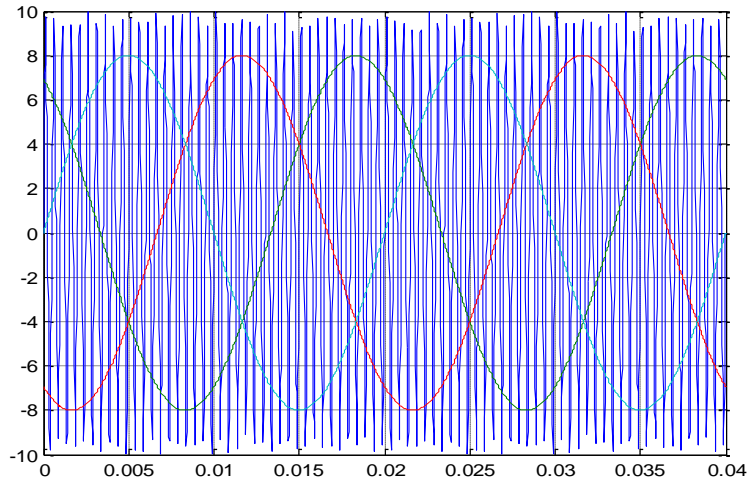
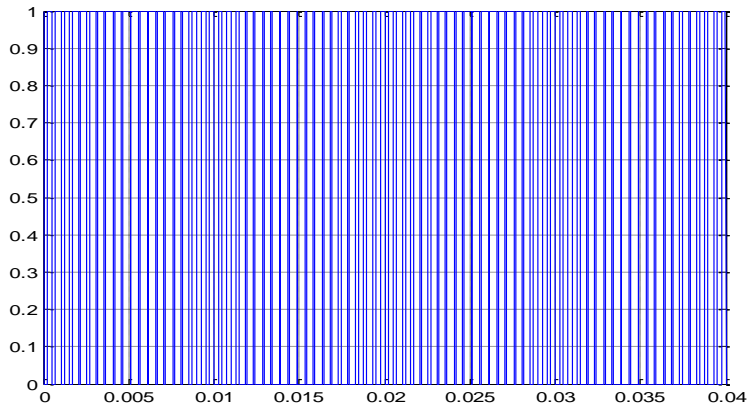


Figure III-1: Moteur asynchrone alimenté par onduleur à MLI sinusoïdal

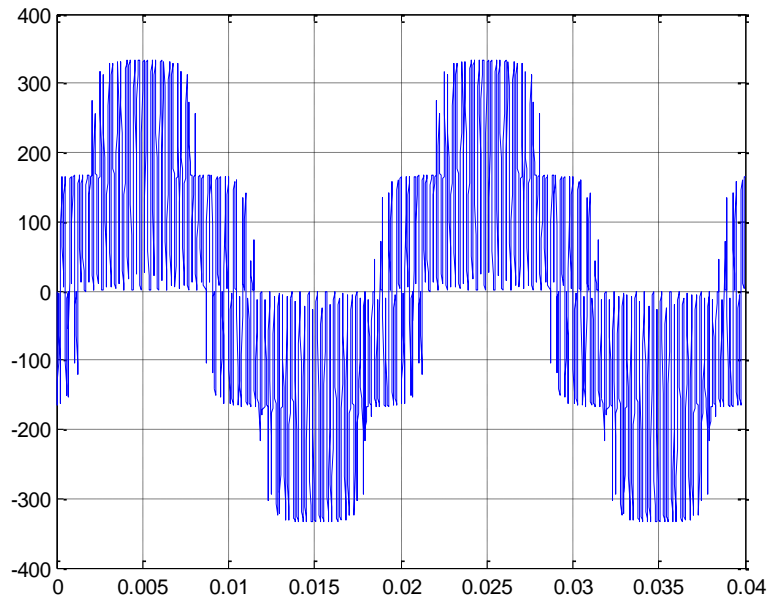
#### a) Résultats de simulation



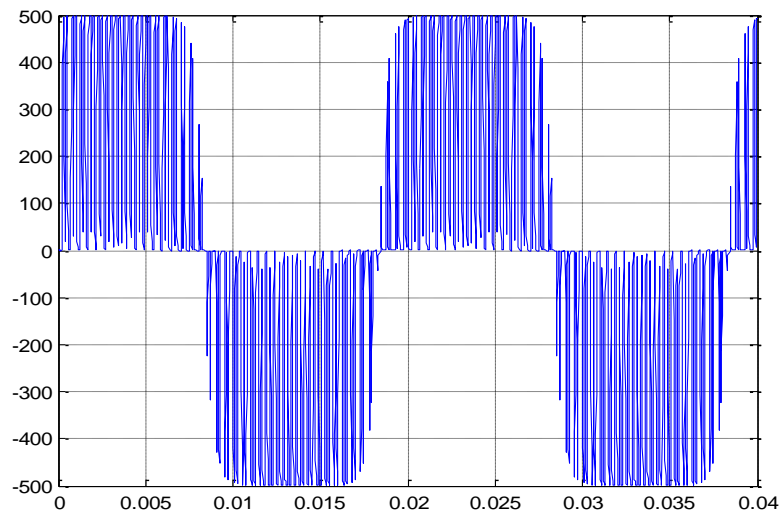
**Fig. III-2 : La commande sinus-triangle**



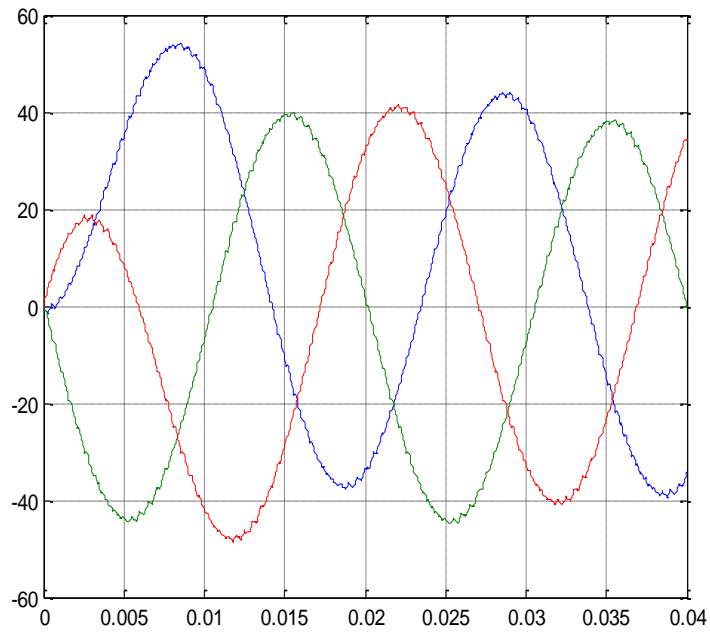
**Fig. III-3 : Les intervalles de conduction des interrupteurs**



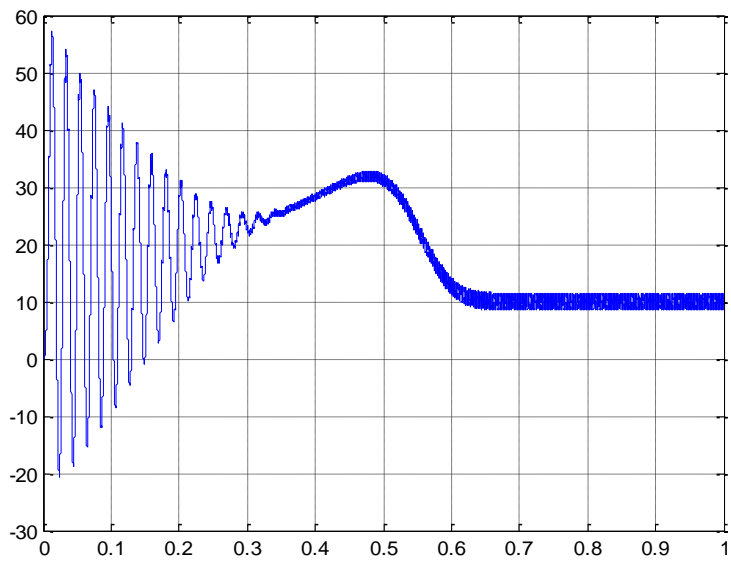
**Fig. III-4 :La tension simple**



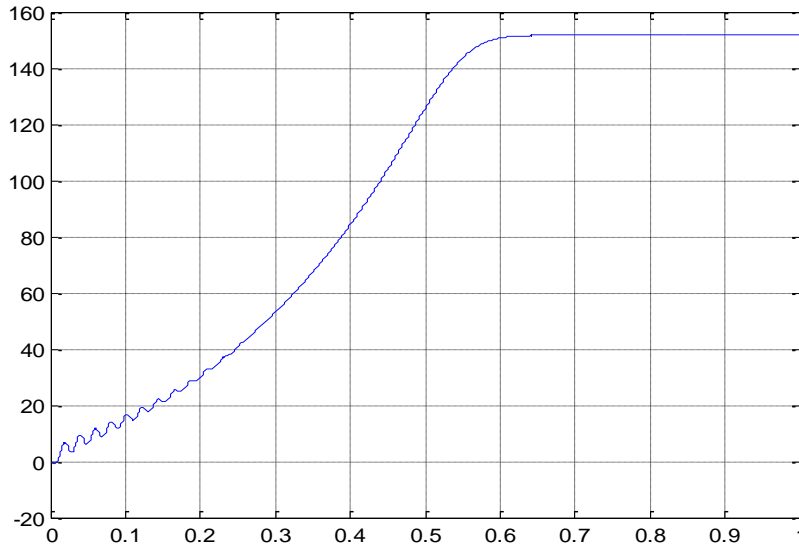
**Fig. III-5 :La tension composée**



**Fig. III-6 : Les courants statoriques dans les trois phases**



**Fig. III-7:Le couple électromagnétique**



**Fig. III-8: La vitesse**

### b) Interprétation des résultats

➤ Concernant La partie MLI sinusoïdale

Cette technique est basée sur la variation soit de l'indice de modulation  $\langle\langle m \rangle\rangle$ , soit le coefficient de réglage de tension  $\langle\langle r \rangle\rangle$ , les valeurs utilisées pendant la simulation sont :

L'indice de modulation  $m = f_p/f_r = 3000/50 = 60$

Le coefficient de réglage en tension  $r = A_r/A_p = 8/10 = 0.8$

Les intervalles de conduction sont obtenus par les points d'intersections entre la référence et la porteuse.

➤ Concernant Les grandeurs de moteur

- **les courants** : Pour les indices de modulation élevés, les courants statorique deviennent plus proche de la forme sinusoïdale si le largeur de la bande diminue.
- **la vitesse** : l'accroissement de la vitesse sera presque linéaire, l'obtention de la valeur nominale est plus rapide pour les valeurs de  $\langle\langle m \rangle\rangle$  plus grandes et la bande plus petite.
- **le couple** : les fortes valeurs du couple électromagnétique dans ces caractéristiques sont limitées entre l'instant de démarrage et  $t=0.7s$  au-delà il prend sa valeur nominale.

### III.3) Conclusion :

Ce chapitre nous a permis essentiellement de retrouver les résultats désirés représentés par la détermination de la stratégie de commande de l'onduleur.

C'est-à-dire vérifier que la simulation effectuée par le logiciel **MATLAB/SIMULINK** est valable.

Suite aux analyses des résultats obtenus grâce au simulation, au peut dire que nos objectifs sont atteints.

## **CONCLUSION GENERALE**

Dans ce mémoire, nous avons présenté Généralités sur les moteurs asynchrones. La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

ensuite et à travers une étude générale des convertisseurs et autres moyens de réglage on a établie un modèle mathématique du moteur asynchrone par l'utilisation de transformation de Park. La seconde partie a été consacrée au principe de la commande MLI d'un moteur asynchrone, puis nous avons simulé les blocs de la commande ( onduleur -moteur, T Park-T Park inverse) et l'association convertisseur-machine et pour chaque opération nous avons obtenu les résultats sous forme de courbes de courant ,de vitesse et de couple avec par la suite les interprétations de chaque résultat .

# Annexe

## Paramètres de la machine asynchrone :

Tension nominale : **220 V**

Couple résistant nominale : **10 N.m**

Fréquence nominale : **50 Hz**

Nombre des pôles : **2**

Résistance statorique : **0.85 ohm**

Résistance rotorique : **0.1643 ohm**

Inductance statorique : **0.0140 H**

Inductance rotorique : **0.0230 H**

Moment de d'inertie du rotor : **0.0500 Kg. m<sup>2</sup>**

Coefficient de frottement visqueux : **0 N. m. s**

## Le choix des semi-conducteurs pour l'onduleur de tension :

	Thyristor	Thyristor rapide	Transistor bipolaire	IGBT	GTO
Tension	6000V	1500V	1400V	1200V	4500V
Courant	5000A	1500A	500A	400A	3000A
Fréquence	1Khz	3Khz	5Khz	20Khz	1Khz

## Bibliographie

- [1] **ENTP**,  
<<Catalogue des appareils de forage TP210>>.
- [2] **Janssens Europe Transmission**,  
<<Catalogue des moteurs asynchrones >> Edition JET, VITRE 2008.
- [3] **M.L. Doumbia, A.Traoré**,  
<<Modélisation et simulation de moteur asynchrone à cage à l'aide de logiciel MATLAB/SIMULINK>>, École Nationale d'Ingénieurs, Bamako MALI.
- [4] **K. Chapou, A.LAKHDARI**,  
<<Amélioration de la stratégie de commande de la rectifieuse au niveau de LAC >>. Mémoire d'ingénieur, Département électromécanique, Université d'Annaba 2007.
- [5] **F. Zaamouche, Y.Guerfi**,  
<< Amélioration de l'alimentations de moteur asynchrone par l'utilisation de l'onduleur à MLI>>. Mémoire d'ingénieur, Département électromécanique, Université d'Annaba 2006.
- [6] **Site Web**: <http://www.canrig.com/>.
- [7] **N. Mesbahi**,  
<<Etude comparative de la commande vectorielle direct et indirecte d'une machine asynchrone>>, Thèse de magistère, Département électrotechnique, Université d'Annaba 2007.
- [8] **H.Bourase, A.karim**,  
<<Commande des machines asynchrones par flux orienté >>. Mémoire d'ingénieur, Département électromécanique, Université d'Annaba 2006.